

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2006-060386

(43)Date of publication of application : 02.03.2006

---

(51)Int.Cl.	<i>H04B</i>	<i>1/10</i>	<i>(2006. 01)</i>
	<i>H03H</i>	<i>21/00</i>	<i>(2006. 01)</i>
	<i>H04B</i>	<i>1/18</i>	<i>(2006. 01)</i>
	<i>H04B</i>	<i>1/26</i>	<i>(2006. 01)</i>
	<i>H04B</i>	<i>1/30</i>	<i>(2006. 01)</i>
	<i>H04J</i>	<i>15/00</i>	<i>(2006. 01)</i>

---

(21)Application number : 2004-  
238425

(71)Applicant : RIKOGAKU SHINKOKAI

(22)Date of filing : 18.08.2004

(72)Inventor : SUZUKI HIROSHI  
SUYAMA SATOSHI  
FUKAWA KAZUHIKO

---

## (54) SOFTWARE RADIO RECEIVER USING RF-FILTER BANK

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a software radio receiver using an RF-filter bank capable of eliminating an interference signal on the outside of a band and capable of forming an arbitrary matched filter having the same high performance as a dielectric filter.

SOLUTION: The software radio receiver has the RF-filter bank and a multi-input transversal filter. The RF-filter bank is composed of a plurality of RF filters and converts outputs from each RF filter and compensates the deviation of each filter characteristic by the multi-input transversal filter. The RF-filter bank further leads out the tap weighting factor of the multi-input transversal filter by the method of a least square by using a training signal and optimally synthesizes the tap weighting factor and forms the arbitrary matched filter by the RF-filter bank and a digital-signal processing.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1]

It is the software radio set provided with an RF filter bank and a multi input transversal filter

Said RF filter bank comprises two or more RF filters

The AD translation of the output of each of said RF filter is carried out and a deviation of each filter characteristics is compensated with said multi input transversal filter

The optimal synthesis of the tap weighting factor of said multi input transversal filter is drawn and carried out with a least-squares method using a training signal  
A software radio set using an RF filter bank characterized by forming arbitrary matched filters by said RF filter bank and digital signal processing.

[Claim 2]

An RF signal and a training signal change-over switch and an RF filter bank  
Two or more mixers  
two or more low pass filters  
and two or more A/D converters  
A software radio set using an RF filter bank comprising a multi input transversal filter  
a weighting-factor controller  
a demodulator  
a reference signal generator  
a training signal generator  
and a frequency synthesizer.

[Claim 3]

Said RF signal and training signal change-over switch switch an RF signal inputted into said RF filter bank and a training signal generated by said training signal generator

Said RF filter bank comprises two or more RF filters and considers an output band signal of said RF signal and training signal change-over switch as an input and it is made to output two or more zone signals.

Said two or more mixers are made to carry out the multiplication of the carrier signal of carrier frequency generated with said frequency synthesizer to said two or more zone signals outputted from said RF filter bank respectively

Said two or more low pass filters extract only a baseband signal ingredient from an output of said mixer

Said two or more A/D converters sample a baseband signal which is an output of said low pass filter and change it into a digital signal

Said multi input transversal filter carries out linearity composition of the output signal of two or more of said A/D converters and it is made to output a detection signal.

Said weighting-factor controller controls a tap weighting factor of said multi input transversal filter using a difference with an ideal impulse response to said detection signal and said training signal

A software radio set using the RF filter bank according to claim 2 from which said demodulator recovers said detection signal.

[Claim 4]

A software radio set using the RF filter bank according to claim 3 using a band-pass filter of variable or immobilization as said RF filter.

[Claim 5]

A software radio set using the RF filter bank according to claim 4 in which said band-pass filter is the Gaussian band pass filter.

[Claim 6]

A software radio set using the RF filter bank according to any one of claims 3 to 5 using a chirp signal as said training signal.

[Claim 7]

A software radio set using the RF filter bank according to any one of claims 3 to 6 controlled by a least-squares method so that said weighting-factor controller makes an estimated error a difference of said detection signal and said ideal impulse response and an absolute value square value of said estimated error becomes the minimum.

[Claim 8]

A software radio set using the RF filter bank according to claim 7 using an LMS algorithm or an RLS algorithm which is a successive least-squares method as said least-squares method.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[Field of the Invention]

[0001]

This invention relates to the software radio set which can form the arbitrary matched filters which had the high performance equivalent to a dielectric filter with them especially so that interference signal removal out of band was possible about a software radio set.

[Background of the Invention]

[0002]

In recent years research and development of software defined REDIO (it is also called SDR: Software-defined Radio and software radio) by digitization and software-izing of the circuit for mobile radio transmission are furthered. A software radio set (SDR receiver) is a receiver which can respond easily by software to an adaptive modulation method variable band width variable center frequency and which multiband various transmission systems.

[0003]

However since the input signal (RF signal) of radio is generally a zone signal of high frequency its diversity of the range of fluctuation of a level and bandwidth is very large. Interference signal electric power may be very large compared with a desired signal. Therefore different approach from general baseband signal processing to an AD translation is required.

[0004]

By the way arts such as direct conversion (direct conversion) low IF (Low-IF) a filter bank a fraction cycle sampling and an offset frequency sampling is important AD translation component engineering in software radio (it is also only hereafter called SDR).

[0005]

For example in "the receiver using a low IF method" indicated by the nonpatent literature 1 Although the sampling rate and quantifying bit number of an A/D

converter (ADC) are stopped the filter bank by a switched capacitor filter (SCF) and by using a fraction cycle sampling. Only with a switched capacitor filter (SCF) an alias occurs in a sampling and there is a problem that interference signal removal out of band is difficult. Realization of an RF filter and the problem of being difficult are produced.

[Nonpatent literature 1] Yukitoshi Sanada and Masaaki Ikehara  
collaboration examination about the coefficient error compensation of the complex coefficient filter bank in a low IF receiving method Shingaku Giho NS2001-79 RCS2001-80p. July 12-2001 [ 7-]

[Nonpatent literature 2] W. S. tea. Jan (W. S.T. Yan) R. Kay. See. MAKU (R. KC. Mak) h. See. The Luong (H. C. Luong) collaboration and "2-V 0.8-/spl mu/m CMOS Monolithic. RF filter Fau GSM RESHIBAZU. "2-V 0.8-/spl mu/m CMOS. monolithic RF filter for GSM receivers"" and IEEE MTT-S Yne TANA. Microwave Symposium. Digest (IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest) The 2nd volume p. June 572-1999 [ 569-]

[Nonpatent literature 3] Wye. Wu (Y. Wu) EKUSU. DINGU (X. Ding) em. Ismail (M. Ismail) h. Orson (H. Olsson) collaboration and "RF Bandpass filter design BEISED0 one CMOS. Active Inda KUTAZU "RF bandpass. filter design based on CMOS active inductors"" and IEEE Transformer Sir KITTOZU SHISUTE II (IEEE Trans. Circuits Syst II) The 50th volume No. 12p. December 949-2003 [ 942-]

[Nonpatent literature 4] R. El. Bolu Wick. (R. L. Borwick) - Py. ray. stoper (P. A. Stupar) Jay. F. DENATARE (J. F. DeNatale) R. Anderson (R. Anderson) R. ERURANDOSON (R. Erlandson) collaboration and "variable. MEMS KYAPASHITAZU In play MENTEDO. Yingde RF filter Systems. "Variable MEMS capacitors. implemented into RF filter systems"" and IEEE Transformer. One Microwave Theory And Taegu. (IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.) The 51st volume No. 1p. January 319-2003 [ 315-]

[Nonpatent literature 5] R. em. young people. (R. M. Young) - Jay. dee. Adam. (J. D. Adam) - See. R. bail (C.) R. Vale and tea. tea. BURAGUGINZU. (T. T. Braggins) - S. BUI. Krishna SUWAMAI (S. V. Krishnaswamy) See. E. Milton (C. E. Milton) dee. W. Veber (D. W. Bever) El. G. Chorosinski. (L. G. Chorosinski) - Lee. shoe. A chain. (Li-Shu Chen) A - dee. E. croquette. (D. E. Crockett) - See. B. Fly DEHOFU. (C. B. Freidhoff) - S. h. TARISA. (S. H. Talisa) - E. Capelle. (E. Capelle) - R. TORANCHINI (R. Tranchini) Jay. R. fender (J. R. Fende) Jay. em. ROSHIOIRU (J. M. Lorthioir) Ey. R. TORIESU (A. R. Tories) collaboration and "low loss. Bandpass RF Filter Yuzu citron INGU MEMS Capacitance SUITCHIZU Two Achievement AWAN octave Tuning. range And INDEPENDENTORI Variable. band WIDOUSU. "Low-loss bandpass RF filter using MEMS capacitance switches to achieve a one-octave tuning range and independently variable bandwidth"" and IEEE MTT-S Yne TANA. Microwave Symposium. A digest (IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest) the 3rd volume p. June 1784-2003 [ 1781-]

[Nonpatent literature 6] Ey. Tom Baku. (A. Tombak) - Jay. Py. Mary. (J. P. Maria) - F. tea. eye GUABIBESU (F. T. Ayguavives) ZETT. Ching (Z. Jin) G. tea. SUTAUUFU (G. T. Stauf) Ey. eye. KINGON (A. I. Kingon) Amilar. Molter ZAWI (Amir

Mortazawi) collaboration and "voltage controlled RF Filter using thin film barium strontium titanate Chu Nabeul KYAPASHITAZU "Voltage-controlled RF filters employing thin-film. Barium-Strontium-Titanate tunable capacitors"" and IEEE Transformer . Microwave Theory And Tech. (IEEE Trans. on Microwave.) Theory and Tech. the 51st volume No. 2p. February 1999 [ 462-]

[Nonpatent literature 7] offset N . SATO (N. Sato) and H . Suzuki (H. Suzuki) S . SUYAMA (S. Suyama) and K . FUKAWA (K. Fukawa) collaboration and "complex form bandpass sampling [ ] -- the frequency Sampling And Quadrature component INTERPOLATION Fau . MOJURETEDO . SIG -- NARUZU . "Complex form bandpass sampling with offset frequency sampling and quadrature component interpolation for modulated signals"." IEICE transformer . One COMMUNICATIONS. (IEICE Trans. on Comm.) the 86th volume No. 12p. December 1999 [ 3513-]

[Nonpatent literature 8] S . Haykin (S. Haykin) an adaptive filter theory Adaptive Filter Theory"" Prentice Hall (Prentice-Hall) 1996

[Nonpatent literature 9] "IEEE Std 802.11a-1999 [ISO/IEC 8802-11:1999/Amd 1:2000(E)] part 11: Wireless LAN Medium access control (MAC) and Physical Layer PHY Specification and High speed physical Layer in the 5 GHz band . "IEEE Std 802.11a-1999 [ISO/IEC 8802-11:1999/Amd 1:2000(E)] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer specifications (PHY) High-speed Physical Layer in the 5GHz Band"" and LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Comp. Soc. . p. 9p. 37-1999 years [Description of the Invention]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]

[0006]

On the other hand in RF band more than a UHF band the research and development which integrate the whole receiver are furthered in recent years. In order to realize a practical multi-input multi-output (MIMO) communications system integration of RF band is indispensable. Examination also in the analog filter which changes the center frequency and bandwidth of RF band is very important and according to CMOS MEMS etc. is advanced (refer to the nonpatent literature 2 - nonpatent literature 6). However it is dramatically difficult to realize high performance like a dielectric filter with these semiconductor variable RF filters.

[0007]

From the above situation this invention is made and the purpose of this invention is in providing the software radio set using an RF filter bank which can form the arbitrary matched filters which enabled removal of the interference signal out of band and had the high performance equivalent to a dielectric filter with them.

[Means for Solving the Problem]

[0008]

This invention is an RF filter bank for a software radio set the purpose of

mentioning this invention above Are an RF filter bank and a multi input transversal filter the software radio set which it had and said RF filter bank Comprise two or more RF filters carry out the AD translation of the output of each of said RF filter compensate a deviation of each filter characteristics with said multi input transversal filter and using a training signal with a least-squares method. The optimal synthesis of the tap weighting factor of said multi input transversal filter is drawn and carried out and it is effectively attained by forming arbitrary matched filters by said RF filter bank and digital signal processing.

[0009]

The purpose of mentioning this invention above An RF signal and a training signal change-over switch An RF filter bank two or more mixers and two or more low pass filters By comprising two or more A/D converters a multi input transversal filter a weighting-factor controller a demodulator a reference signal generator a training signal generator and a frequency synthesizer Or said RF signal and training signal change-over switch Switch an RF signal inputted into said RF filter bank and a training signal generated by said training signal generator and said RF filter bank Comprise two or more RF filters consider an output band signal of said RF signal and training signal change-over switch as an input make it output two or more zone signals and said two or more mixers As opposed to said two or more zone signals outputted from said RF filter bank Are made to carry out the multiplication of the carrier signal of carrier frequency generated with said frequency synthesizer respectively extract said two or more low pass filters from an output of said mixer and only a baseband signal ingredient said two or more A/D converters Sample a baseband signal which is an output of said low pass filter make it change into a digital signal and said multi input transversal filter Carry out linearity composition of the output signal of two or more of said A/D converters make it output a detection signal and said weighting-factor controller Using a difference with an ideal impulse response to said detection signal and said training signal control a tap weighting factor of said multi input transversal filter and said demodulator By restoring to said detection signal or by using a band-pass filter of variable or immobilization as said RF filter Or when said band-pass filter is the Gaussian band pass filter Or by using a chirp signal as said training signal Or by said weighting-factor controller's making an estimated error a difference of said detection signal and said ideal impulse response and being controlled by a least-squares method so that an absolute value square value of said estimated error becomes the minimum Or it is attained much more effectively by using an LMS algorithm or an RLS algorithm which is a successive least-squares method as said least-squares method.

[Effect of the Invention]

[0010]

Since arbitrary matched filters can be formed using the RF filter bank formed with RF variable filter on a semiconductor etc. according to the software radio set using the RF filter bank concerning this invention An interference signal out of band is removed and the outstanding effect that high performance equivalent to a

dielectric filter is realizable is done so.

[0011]

According to this invention it can be accumulated on a semiconductor and software can realize easily the software radio set which can be changed for bandwidth, center frequency and a multi-band.

[Best Mode of Carrying Out the Invention]

[0012]

Hereafter the best gestalt for carrying out this invention is explained with reference to drawings.

The composition and the principle of <1> this invention

The display of <1-1> input signal

The composition of the suitable example of the software radio set (it is also only hereafter called an SDR receiver) using the RF filter bank concerning this invention is shown in drawing 1.

[0013]

As shown in drawing 1 the SDR receiver 1 of this invention comprises the following:  
RF switch 10.

RF filter bank 20.

Two or more mixers 30.

The reference signal generator 40, the training signal generator 45, two or more low pass filters (LPF) 50, two or more A/D converters (ADC) 60, the multi input transversal filter (TVF) 70, the weighting-factor controller 80 and the demodulator 90.

[0014]

In the SDR receiver 1 of this invention shown in drawing 1, RF switch 10 switches the radio signal (RF signal) received with the antenna and the training signal generated by the training signal generator 45, synchronized with the reference signal which is an output of the reference signal generator 40. In the RF filter bank 20, the output band signal of RF switch 10 is considered as an input. After dividing the output band signal into K signals (K is a positive integer), it lets the band-pass filter (BPF) 25 which differed each signal and the low noise amplifier 28 pass and K zone signals are outputted.

[0015]

Next, the mixer 30 of plurality (K pieces) carries out the multiplication of the carrier signal of the carrier frequency generated with the frequency synthesizer 48, synchronized with the reference signal which is an output of the reference signal generator 40, to K zone signals outputted from the RF filter bank 20, respectively. And the low pass filter (LPF) 50 of plurality (K pieces) extracts only a baseband signal ingredient from the output of the mixer 30.

[0016]

Next, A/D converter (ADC) 60 of plurality (K pieces) samples the baseband signal which is an output of the low pass filter (LPF) 50 and changes it into a digital signal. And the multi input (K input 1 output) transversal filter 70 carries out linearity

composition of the output signal of A/D converter (ADC) 60 of plurality (K pieces) and outputs a detection signal.

[0017]

Here the weighting-factor controller 80 controls the tap weighting factor of the multi input (K input 1 output) transversal filter 70 using a difference with the ideal impulse response to the detection signal and training signal which are outputted from the multi input (K input 1 output) transversal filter 70.

[0018]

That is in the weighting-factor controller 80 a difference with the ideal impulse response to the detection signal and training signal which are outputted from the multi input (K input 1 output) transversal filter 70 is made into an estimated error (estimated error signal). He is trying to control the tap weighting factor of the multi input (K input 1 output) transversal filter 70 using a least-squares method so that the absolute value square value of the estimated error becomes the minimum. It is preferred that the LMS algorithm which is a successive least-squares method and an RLS algorithm are realized as a concrete technique for example.

[0019]

The demodulator 90 restores to the detection signal outputted from the multi input (K input 1 output) transversal filter 70.

[0020]

When it explains in details more in the SDR receiver concerning this invention an RF filter bank. It comprises two or more RF filters and by this example it comprises K band-pass filters (BPF) and it is narrower than the zone of an input RF signal and is the whole RF filter bank and the zone of each BPF assumes here that the zone of an input signal is covered.

[0021]

Next the zone signal of an RF filter output is amplified by a low noise amplifier and frequency conversion is further carried out with the local signal from a frequency synthesizer to baseband. Harmonic content is removed by the low pass filter (LPF) and the signal by which frequency conversion was carried out is changed into a digital signal by an A/D converter (ADC). Let the digital signal by which the sample was carried out be a complex envelope. An optimal synthesis is carried out with a transversal filter (TVF) a receiving baseband signal is generated and a complex envelope is passed to a demodulator.

[0022]

Here center frequency of RF input signal  $s(t)$  inputted into an RF filter bank is made into  $f_c$ .

[0023]

[Equation 1]

[0024]

[Equation 2]



However  $e_s(t)$  is a complex envelope and  $E_s(f)$  is the Fourier transform (Fourier transform) of complex envelope  $e_s(t)$ .  $\Leftrightarrow$  expresses a relation of the Fourier transform.

[0025]

Signal  $x_k(t)$  by which the  $k$ -th RF filter output was sampled is expressed as follows as  $e_{xk}(t) \Leftrightarrow E_{xk}(f)$ .

[0026]

[Equation 3]

[0027]

[Equation 4]

Here  $f_c$  and  $\phi_c$  are the frequency and the phases of a standard carrier signal and below are taken as  $f_c = f_c$  and  $0 \leq \phi_c < 2\pi$ .  $G_k(f)$  and  $\phi_k(f)$  express the profit and phase by which  $k$ -th BPF and an amplifier were compounded respectively.  $H_k(f)$  is the Fourier transform of equivalent low-pass impulse response  $h_k(t)$  of BPF and below the profit of center frequency makes it Gaussian BPF of 1 for simplification.

[0028]

[Equation 5]

[0029]

[Equation 6]

[0030]

[Equation 7]

However  $B_k$  is the 3-dB bandwidth of each filter

It comes out.

[0031]

A complex envelope which sampled  $x_k(t)$  by ADC and was quantized is made into  $\{x_k(i)\}$ . However  $x_k(i)$  sets a sampling period to  $\Delta t$  and expresses a sampling value of  $t_i = i\Delta t$ . When  $s(t)$  makes  $f_{\max}$  the maximum frequency of a signal by which frequency conversion was carried out it is  $\Delta t = 1/2f_{\max}$ . It is also possible to sample at a still lower rate by a complex sampling or fraction cycle sampling (refer to nonpatent literature 7).

<1-2> optimal synthesis

Since  $\{x_k(i)\}$  divides one signal in frequency it is necessary to compound and it needs to be reproduced. In that case removal of areas of overlap of BPF adjustment of a profit and correction of a delay distortion are made. That is it considers that these are linear strains and an optimal synthesis is carried out with a least-squares method with a multi input linear equalization machine realized with a transversal filter (TVF).

[0032]

Below a minimal mean squared error (MMSE) norm performs an optimal synthesis using the  $K$   $M$  stages ( $M$  is a positive integer) TVF. Synthetic output  $y(i)$  is expressed as follows.

[0033]

[Equation 8]

[0034]

[Equation 9]

[0035]

[Equation 10]

[0036]

[Equation 11]

[0037]

[Equation 12]

A training signal by <1-3> chirp signal

In order to determine a tap weighting factor of TVFchirp signal  $s_c(t)$  generates a training signal. According to the following methods a matched filter to arbitrary input signals can be formed.

[0038]

First a discrete chirp signal shown in drawing 2 is generated using a frequency synthesizer. Since ADC samples  $L$  discrete signals when it is frequency with a chirp signal the one section serves as  $T_L = L\Delta t$ .  $s_c(t)$  in  $n$ -th time-intervals ( $-N_f \leq n \leq N_f$ )  $t \in [(N_f+n) T_L, (N_f+n+1) T_L]$  is expressed as follows.

[0039]

[Equation 13]

[0040]

[Equation 14]

Here  $g_n(t)$  is a complex envelope and  $f_s$  is a frequency step makes the frequency span of a chirp  $\Delta f$  and it is  $f_s = \Delta f / 2N_f$ . The time offset expressed with  $\tau_d = d\Delta t$  for the integer  $d$  is for sampling the effective time intervals of an impulse response.

[0041]

A digital signal  $x_{n \text{ and } k}(i)$  as opposed to  $s_c(i)$  and it for the chirp signal in  $T(N_f+n) T_L + d\Delta t$  of the section  $n$  is made into  $x_{n \text{ and } k}(i)$ . What shifted the starting point of this time like drawing 2

\*\*

It carries out.

[0042]

[Equation 15]

[0043]  
[Equation 16]

It is here

\*\* -- expressing a virtual impulse input signal

\*\* -- a response of BPF to a virtual impulse input signal or an amplifier is expressed. Therefore a matched filter will be formed if an equalizer coefficient is set up so that an output of a multi input linear equalization machine may become the same as a spectrum of input signal  $s(t)$ . Since a spectrum of  $s(t)$  is decided by pulse shape  $p_r(t - \tau_d)$  of a symbol it expresses the sampled value with  $p_r(i - d)$ .

<1-4> It is a form least-squares method one by one.  
An ideal impulse response in baseband to a training signal

It carries out and an RLS algorithm or an LMS algorithm which is a successive least-squares method determines a tap weighting factor of a multi input linear equalization machine (refer to nonpatent literature 8). An input signal of a multi input linear equalization machine

It is alike and  $P(i)$  and a tap weighting factor vector are set to wand an oblivion coefficient is set to  $\lambda$  ( $0 < \lambda \leq 1$ ) for a receiving correlation inverse matrix. Valuation function  $J(i)$  with index dignity is used.

[0044]  
[Equation 17]

[0045]  
[Equation 18]

When  $w$  which makes  $J(i)$  the minimum is made into  $w(i)$  the updating type of  $w(i)$  is as follows.

[0046]  
[Equation 19]

[0047]  
[Equation 20]

[0048]  
[Equation 21]

[0049]  
[Equation 22]

The time  $i$  is \*\*\*\*\*ed in the above-mentioned expression and it is a pan

It can update. An initial value of correlation inverse-matrix  $P(i)$  of  $i=0$  and  $w(i)$  is set up as follows.

[0050]  
[Equation 23]

[0051]  
[Equation 24]

$\Delta$  is the minute number of positives definite  $I$  is an identity matrix of  $KM \times KM$  here and  $0$  is  $KM$  dimension zero vector.

[0052]

By performing periodically the RLS algorithm or LMS algorithm which is a successive least-squares method using training mentioned above That is change of the filter bank in the receiver by aging an environmental variation etc. amplifier characteristic etc. can be compensated by updating a tap weighting factor periodically.

<2> computer simulation

<2-1> simulation condition

Computer simulation was performed in order to evaluate the receiving characteristic of a software radio set using an RF filter bank concerning this invention. The Gaussian band pass filter (gauss BPF) is used for an RF filter bank. Except for quantization of ADC calculation was performed by a double precision floating point. Since training was generated within a receiver it is high-level enough and it was presupposed that there is no noise in an input. A phase of a standard carrier presupposed that it is ideal.

[0053]

As an error of a parameter to the 3-dB bandwidth of the gauss BPF of a filter bank  $\pm 5\%$   $\pm 1$  dB was assumed on a synthetic profit and uniform distribution of the range of  $\pm T_s$  ( $1 / 8 T_s$  step) was assumed at  $0-2\pi$  and synthetic delay at a synthetic phase. The characteristic shows an ensemble average about a symbol.

[0054]

A simulation condition is shown in the following table 1. In a sending signal QPSK is used for a modulation method and a rate of a roll-off is 0.25. In a filter bank it is arranged at a frequency [ gauss / BPF ] interval.

[0055]

[Table 1]

The receiving characteristic in a <2-2> single carrier

First the simulation about signal reception of a single carrier was performed.

Complex envelope  $e_s(t)$  of a sending signal is made into the 25 following.

[0056]

[Equation 25]

Here  $1/T_s$  expresses a symbol rate and  $b(l)$  expresses QPSK of time  $jT_s$  or the symbol of 16QAM.  $p_r(t)$  is a route roll-off pulse transmitted.

[0057]

QPSK of a route roll-off or the input signal spectrum of 16QAM is shown in drawing 3. -6 dB was shifted and the signal component was displayed in order to make a figure legible. The eye pattern of the compounded QPSK signal is shown in drawing 4. As a result of compounding a matched filter is formed in a receiving system and the ideal waveform without intersymbol interference is acquired. The power spectrum of a synthetic output is shown in drawing 5. It was not concerned with the existence of the deviation of BPF center frequency a synthetic profit and a synthetic phase but was in agreement with the spectrum of a cosine roll-off. The situation of convergence of the 2nd [ an average of ] power error (MSE) in an RLS algorithm is shown in drawing 6. It is converging quickly after 60 steps which a matrix element converges to some extent so that drawing 6 may show. The remainder of MSE is considered that the quantization error of each tap was accumulated.

A receiving characteristic in <2-3> multi-carrier (orthogonal frequency division multiplex (OFDM) signal)

Next in order to check the fine structure for every frequency a receiving characteristic in a multi-carrier (OFDM signal) was evaluated. Specification based on wireless LAN standard IEEE802.11a was set up (refer to nonpatent literature 9). However a subcarrier interval was adjusted so that it might be easy to compare with a model of a single carrier.

[0058]

Route roll-off pulse  $p_r(t)$  of the rate 0.1 of a roll-off is used for a sending signal so that a spectrum mask may be filled. Therefore to the odd subcarriers  $N$  [ several ] when [ make a subcarrier frequency interval of OFDM into  $\Delta f$  and ]  $N_n = (N-1) / 2$  complex envelope  $e_s(t)$  of OFDM is as follows.

[0059]

[Equation 26]

[0060]

[Equation 27]

However  $\{b_n(j)\}$  expresses symbols in time  $jT_s$  of the  $n$ -th subcarrier such as QPSK and 16QAM. It is assumed that guard intervals (GI) are contained.

[0061]

A power spectrum of a signal which passed each gauss BPF which constitutes a filter bank is shown in drawing 7. A power spectrum of a signal which carried out the optimal synthesis of these outputs is shown in drawing 8. It was not concerned with existence of a deviation of BPF center frequency a synthetic profit and a

synthetic phase but was in agreement with a spectrum of a cosine roll-off. It turns out that it is based on neither a zone nor receiving form but the optimal synthesis is operating as a matched filter.

#### <2-4> noise and the interference characteristic

In order to clarify the interference characteristic of a software radio set (it is also only hereafter called a filter bank receiver) using an RF filter bank concerning this invention an interference wave out of band was superimposed on an additivity white Gaussian random noise (AWGN) channel and a transmission characteristic was examined. Relation between a desired signal and interference wave  $s_i(t)$  is shown in drawing 9. An interference wave considered it as a non-modulating signal and made offset from  $f_c$  of the frequency twice a symbol rate. It will become an alias if it detaches more since it is a sampling 4 times. It is expressed with the 28 following when amplitude of an interference wave is made into  $A_i$ .

[0062]

[Equation 28]

For comparison the characteristic of the receiver (it is also only hereafter called a digital filter receiver) by the conventional digital filter was also measured. In this case a matched filter is formed only by a digital filter. Let an antialiasing receiving analog filter be an ideal filter of the bandwidth of  $\pi/T_s$ .

[0063]

It set up so that a maximum input signal level might turn into voltage of the half of the input dynamic range of ADC. Since the deviation of a profit phase and bandwidth was proofread by the optimal synthesis as mentioned above below it was presupposed that these deviations do not exist. Examination is advanced on the basis of eight bit samplings.

[0064]

First the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver by 8-bit ADC is shown in drawing 10 and drawing 11. Noise was set to 0 in this observation. An output wave of CIR=-24dB does not cross QPSK and 16QAM by one point according to the quantization error by the input of an excessive interference wave so that drawing 10 and drawing 11 may show. Average value has shifted under the influence of quantization. In order to cross by one point as shown in drawing 12 and drawing 13 12-bit ADC is required. In this case average value is set to about 0.

[0065]

On the other hand an eye pattern of an output wave of a filter bank receiver of this invention is shown in drawing 14 and drawing 15. Even if QPSK and 16QAM increase to CIR=-24dB so that drawing 14 and drawing 15 may show an eye pattern of 8-bit ADC is crossed by one point.

[0066]



The bit error rate (BER) characteristic in QPSK is shown in drawing 16. Even when there is an interference wave of CIR=-24dB with a filter bank receiver of this invention the almost same characteristic as a case where there is no interference wave by 8-bit ADC is obtained so that drawing 16 may show. On the other hand in the case of 8-bit ADC in the conventional digital filter receiver the characteristic has deteriorated substantially in CIR=-18 and -24 dB. In order to obtain the same characteristic as a case where there is no interference wave with a digital filter receiver 12-bit ADC is required.

[0067]

Next influence of an interference wave in 16QAM and 64QAM is shown in drawing 17. The characteristic of QPSK is also shown in drawing 17 at reference. In the conventional digital filter receiver it is referred to as CIR=-18dB and interference quantity is stopped from CIR=-24dB of a filter bank receiver of this invention so that drawing 17 may show. It is 8 bit sampling altogether. A filter bank receiver of this invention is the same characteristic as a case where there is no interference. On the other hand in the conventional digital filter receiver it has deteriorated substantially.

[0068]

As mentioned above with a software radio set using an RF filter bank concerning this invention. It is a software radio set which can form a matched filter of arbitrary input signals with combination of an RF filter bank which comprises two or more analog RF filters and an optimal synthesis with a multi input linear equalization machine.

[0069]

As mentioned above when letting computer simulation pass and using a filter bank receiver of this invention it was shown clearly that reception which stopped an interferent component usually seen by a signal of RF belt is attained to a signal of various bandwidth and center frequency. It was shown that a quantifying bit number and working speed of ADC are mitigable. By this invention it is thought that it becomes important with micrifying of an analog variable RF circuit by MEMS etc. as basic constitution for software radio including an RF circuit.

[0070]

Although an example mentioned above showed how to divide one signal and receive in addition if an RF filter is made variable various receiving gestalten can be considered. A training method is effective also as the proofreading method of an RF filter.

[0071]

As mentioned above by this invention on the assumption that future integration RF filter integration RF receiving circuit and highly efficient A/D converter (ADC) as a future software radio set an RF filter bank was used for RF front end and a method of dividing a zone of one input signal receiving and carrying out an optimal synthesis was indicated.

[0072]

That is in this invention a method of forming arbitrary matched filters was indicated

by digital signal processing to an output of an RF filter bank formed with RF variable filter on a semiconductor etc. and ADC following each of those RF filters. In this invention in order to suppress influence which a deviation of each filter characteristics in an RF filter bank has a method of performing an optimal synthesis with a least-squares method was also indicated.

[0073]

Specifically by this invention a signal is reproduced by sampling a complex envelope first from a zone signal of each RF filter output which constitutes an RF filter bank and carrying out an optimal synthesis with a linear equalization machine by a multi input transversal filter. And a training signal is used for optimization of a tap weighting factor of a multi input transversal filter. It is preferred as the training signal to use a chirp signal.

[0074]

Next a synthetic circuit can be used as a matched filter by acquiring a complex impulse response by time correction of an output to a training signal (chirp signal) and minimizing a difference with a symbol waveform of a sending signal.

[0075]

In short a software radio set using an RF filter bank concerning this invention has the following main features.

[0076]

First it is forming arbitrary matched filters by an RF filter bank which comprises two or more RF filters as the 1st feature and digital signal processing. Next it is carrying out the AD translation of the output of each RF filter and compensating a deviation of each filter characteristics with a multi input transversal filter as the 2nd feature. And it is drawing a tap weighting factor of a transversal filter with a least-squares method and carrying out an optimal synthesis as the 3rd feature. Finally in order to derive a tap weighting factor of a transversal filter as the 4th feature it is using a training signal.

[Brief Description of the Drawings]

[0077]

[Drawing 1] It is a block diagram showing the composition of the suitable example of the software radio set using the RF filter bank concerning this invention.

[Drawing 2] It is a mimetic diagram for explaining a discrete chirp signal.

[Drawing 3] It is a graph which shows the power spectrum and the gauss BPF characteristic of an input signal.

[Drawing 4] It is a graph which shows the eye pattern of a synthetic output.

[Drawing 5] It is a graph which shows the power spectrum of a synthetic output.

[Drawing 6] It is a graph which shows the convergence characteristic of MSE in an RLS algorithm.

[Drawing 7] It is a graph which shows the power spectrum in each filter output of an OFDM signal. Drawing 7 (A) is an output of filter #1 and 35 and 7 and drawing 7 (B) is an output of filter #2 and 46 and 7.

[Drawing 8] It is a graph which shows the power spectrum of the compounded OFDM signal.

[Drawing 9] It is a graph which shows the spectrum relation between a desired signal and an interference wave.

[Drawing 10] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by QPSK and 8-bit ADC.

[Drawing 11] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by 16QAM and 8-bit ADC.

[Drawing 12] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by QPSK and 12-bit ADC.

[Drawing 13] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by 16QAM and 12-bit ADC.

[Drawing 14] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the filter bank receiver of this invention in case there is an interference wave of CIR=-24dB by QPSK and 8-bit ADC.

[Drawing 15] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the filter bank receiver of this invention in case there is an interference wave of CIR=-24dB by 16QAM and 8-bit ADC.

[Drawing 16] It is a graph which shows the influence of the interference wave in QPSK.

[Drawing 17] It is a graph which shows the influence of the interference wave in 16QAM and 64QAM.

[Description of Notations]

[0078]

1 The SDR receiver concerning this invention

10 RF switch

20 RF filter bank

25 Band-pass filter (BPF)

28 A low noise amplifier

30 Mixer

40 Reference signal generator

45 Training signal generator

48 Frequency synthesizer

50 Low pass filter (LPF)

60 A/D converter (ADC)

70 Multi input transversal filter (TVF)

80 Weighting-factor controller

90 Demodulator

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

[Brief Description of the Drawings]

[0077]

[Drawing 1] It is a block diagram showing the composition of the suitable example of the software radio set using the RF filter bank concerning this invention.

[Drawing 2] It is a mimetic diagram for explaining a discrete chirp signal.

[Drawing 3] It is a graph which shows the power spectrum and the gauss BPF characteristic of an input signal.

[Drawing 4] It is a graph which shows the eye pattern of a synthetic output.

[Drawing 5] It is a graph which shows the power spectrum of a synthetic output.

[Drawing 6] It is a graph which shows the convergence characteristic of MSE in an RLS algorithm.

[Drawing 7] It is a graph which shows the power spectrum in each filter output of an OFDM signal. Drawing 7 (A) is an output of filter #1 and 35 and 7 and drawing 7 (B) is an output of filter #2 and 46 and 7.

[Drawing 8] It is a graph which shows the power spectrum of the compounded OFDM signal.

[Drawing 9] It is a graph which shows the spectrum relation between a desired signal and an interference wave.

[Drawing 10] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by QPSK and 8-bit ADC.

[Drawing 11] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by 16QAM and 8-bit ADC.

[Drawing 12] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by QPSK and 12-bit ADC.

[Drawing 13] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the conventional digital filter receiver in case there is an interference wave of CIR=-24dB by 16QAM and 12-bit ADC.

[Drawing 14] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the filter bank receiver of this invention in case there is an interference wave of CIR=-24dB by QPSK and 8-bit ADC.

[Drawing 15] It is a graph which shows the eye pattern of the output wave of the filter bank receiver of this invention in case there is an interference wave of CIR=-24dB by 16QAM and 8-bit ADC.

[Drawing 16] It is a graph which shows the influence of the interference wave in QPSK.

[Drawing 17] It is a graph which shows the influence of the interference wave in 16QAM and 64QAM.

---

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2006-60386

(P2006-60386A)

(43) 公開日 平成18年3月2日(2006.3.2)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H04B 1/10 (2006.01)	H04B 1/10 L	5J023
H03H 21/00 (2006.01)	H03H 21/00	5K020
H04B 1/18 (2006.01)	H04B 1/18 Z	5K022
H04B 1/26 (2006.01)	H04B 1/26 A	5K052
H04B 1/30 (2006.01)	H04B 1/30	5K062
審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 23 頁) 最終頁に続く		

(21) 出願番号 特願2004-238425 (P2004-238425)  
 (22) 出願日 平成16年8月18日 (2004.8.18)

(71) 出願人 899000013  
 財団法人理工学振興会  
 東京都目黒区大岡山2-12-1  
 (74) 代理人 100078776  
 弁理士 安形 雄三  
 (74) 代理人 100114269  
 弁理士 五十嵐 貞喜  
 (74) 代理人 100093090  
 弁理士 北野 進  
 (72) 発明者 鈴木 博  
 東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工  
 業大学内  
 (72) 発明者 須山 聡  
 東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工  
 業大学内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 RFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機

## (57) 【要約】

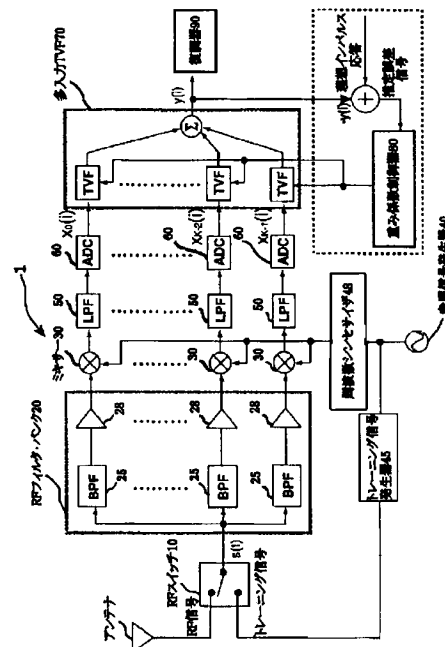
## 【課題】

帯域外の干渉信号の除去を可能とし、且つ、誘電体フィルタと同等の高い性能を持ち合わせた任意の整合フィルタを形成できる、RFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機を提供する。

## 【解決手段】

RFフィルタ・バンクと多入力トランスバーサル・フィルタとを備えたソフトウェア無線受信機であって、RFフィルタ・バンクは、複数のRFフィルタで構成されており、各RFフィルタの出力をAD変換し、多入力トランスバーサル・フィルタにより個々のフィルタ特性の偏差を補償し、トレーニング信号を用いて、最小2乗法により、多入力トランスバーサル・フィルタのタップ重み係数を導出し、最適合成し、RFフィルタ・バンクとデジタル信号処理により、任意の整合フィルタを形成する。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

R F フィルタ・バンクと多入力トランスバーサル・フィルタとを備えたソフトウェア無線受信機であって、

前記 R F フィルタ・バンクは、複数の R F フィルタで構成されており、

前記各 R F フィルタの出力を A D 変換し、前記多入力トランスバーサル・フィルタにより個々のフィルタ特性の偏差を補償し、

トレーニング信号を用いて、最小 2 乗法により、前記多入力トランスバーサル・フィルタのタップ重み係数を導出し、最適合成し、

前記 R F フィルタ・バンクとデジタル信号処理により、任意の整合フィルタを形成することを特徴とする R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

10

## 【請求項 2】

R F 信号・トレーニング信号切換スイッチと、R F フィルタ・バンクと、複数のミキサーと、複数の低域通過フィルタと、複数の A D 変換器と、多入力トランスバーサル・フィルタと、重み係数制御器と、復調器と、参照信号発生器と、トレーニング信号発生器と、周波数シンセサイザとから構成されることを特徴とする R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

## 【請求項 3】

前記 R F 信号・トレーニング信号切換スイッチは、前記 R F フィルタ・バンクに入力する R F 信号と、前記トレーニング信号発生器で生成されるトレーニング信号とを切り換えるようにし、

20

前記 R F フィルタ・バンクは、複数の R F フィルタで構成されており、前記 R F 信号・トレーニング信号切換スイッチの出力帯域信号を入力とし、複数個の帯域信号を出力するようにし、

前記複数のミキサーは、前記 R F フィルタ・バンクから出力される前記複数個の帯域信号に対して、前記周波数シンセサイザで生成される搬送波周波数のキャリア信号をそれぞれ乗算するようにし、

前記複数の低域通過フィルタは、前記ミキサーの出力からベースバンド信号成分のみを抽出するようにし、

前記複数の A D 変換器は、前記低域通過フィルタの出力であるベースバンド信号をサンプリングして、デジタル信号に変換するようにし、

30

前記多入力トランスバーサル・フィルタは、前記複数の A D 変換器の出力信号を線形合成し、検波信号を出力するようにし、

前記重み係数制御器は、前記検波信号と前記トレーニング信号に対する理想インパルス応答との差を用いて、前記多入力トランスバーサル・フィルタのタップ重み係数を制御するようにし、

前記復調器は、前記検波信号を復調する請求項 2 に記載の R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

## 【請求項 4】

前記 R F フィルタとしては、可変または固定の帯域通過フィルタを用いる請求項 3 に記載の R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

40

## 【請求項 5】

前記帯域通過フィルタは、ガウス形バンドパス・フィルタである請求項 4 に記載の R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

## 【請求項 6】

前記トレーニング信号としては、チャープ信号を用いる請求項 3 乃至請求項 5 のいずれかに記載の R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

## 【請求項 7】

前記重み係数制御器は、前記検波信号と前記理想インパルス応答との差を推定誤差として、前記推定誤差の絶対値 2 乗値が最小になるように最小 2 乗法により制御される請求項

50

3乃至請求項6のいずれかに記載のRFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

#### 【請求項8】

前記最小2乗法としては、逐次的な最小2乗法であるLMSアルゴリズム又はRLSアルゴリズムを用いる請求項7に記載のRFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は、ソフトウェア無線受信機に関し、特に、帯域外の干渉信号除去が可能で、且つ、誘電体フィルタと同等の高い性能を持ち合わせた任意の整合フィルタを形成できるソフトウェア無線受信機に関する。

#### 【背景技術】

#### 【0002】

近年、移動無線伝送用回路のデジタル化及びソフトウェア化によるソフトウェア・ディファインド・レディオ(SDR: Software-defined Radio、ソフトウェア無線とも称する)の研究開発が進められている。ソフトウェア無線受信機(SDR受信機)は、適応変調方式、可変帯域幅、可変中心周波数、マルチバンドなどの様々な伝送方式に対して、ソフトウェアで容易に対応できる受信機である。

#### 【0003】

しかしながら、無線の入力信号(RF信号)は、一般に高周波の帯域信号であるため、レベルの変動幅と帯域幅の多様性が極めて大きい。また、干渉信号電力が希望信号に比べて非常に大きい場合がある。そのため、AD変換に対しては、一般のベースバンド信号処理とは異なるアプローチが必要である。

#### 【0004】

ところで、直接変換(ダイレクト・コンバージョン)、低IF(Low-IF)、フィルタ・バンク、分数周波サンプリング、オフセット周波数サンプリングなどの技術は、ソフトウェア無線(以下、単にSDRとも称する)における重要なAD変換要素技術である。

#### 【0005】

例えば、非特許文献1に開示された「低IF方式を用いた受信機」において、スイッチド・キャパシタ・フィルタ(SCF)によるフィルタ・バンクと、分数周波サンプリングを用いることにより、AD変換器(ADC)のサンプリング・レートと量子化ビット数を抑えられるが、スイッチド・キャパシタ・フィルタ(SCF)だけでは、サンプリングにおいてエイリアスが発生し、帯域外の干渉信号除去が困難であるといった問題点がある。また、RFフィルタの実現も困難であるといった問題も生じる。

【非特許文献1】真田幸俊・池原雅章共著、『低IF受信方式における複素係数フィルタバンクの係数誤差補償に関する検討』,信学技報,NS2001-79, RCS2001-80, p.7-12, 2001年7月

【非特許文献2】ダブリュ.エス.ティー.ヤン(W.S.T.Yan)・アール.ケー.シー.マク(R.K.C.Mak)・エイチ.シー.ルオン(H.C.Luong)共著、『2-V 0.8-/spl mu /m CMOSモノリシックRFフィルタフォーGSMレシーバーズ “2-V0.8-/spl mu /m CMOS monolithic RF filter for GSM receivers”』,IEEE MTT-S インターナ. マイクロウェーブ シンポ. ダイジェスト (IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest), 第2巻, p.569-572, 1999年6月

【非特許文献3】ワイ.ウー(Y.Wu)・エクス.ディン(X.Ding)・エム.イスマイル(M.Ismail)・エイチ.オルソン(H.Olsson)共著、『RFバンドパスフィルタデザイン ベイセド オン CMOS アクティブ インダクタズ “RF bandpass filter design based on CMOS active inductors”』,IEEE トランス サーキットズ システ I I (IEEE Trans. Circuits Syst II), 第50巻, 第12号, p.942-949, 2003年12月

10

20

30

40

50

【非特許文献4】アール.エル.ボルウィック (R.L.Borwick) ・ピー.エイ.ストウパ (P.A.Stupar) ・ジェー.エフ.デナタレ (J.F.DeNatale) ・アール.アンデルソン (R.Anderson) ・アール.エルランドソン (R.Erlandson) 共著、『バリアブル MEMS キャパシタズ インプレメンテド イントゥー RF フィルタ システムズ “Variable MEMS capacitors implemented into RF filter systems” 』, I E E E トランス. オン マイクロウェーブ セオリー アンド テク. (IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.), 第51巻, 第1号, p.315-319, 2003年1月

【非特許文献5】アール.エム.ヤング (R.M.Young) ・ジェー.ディー.アダム (J.D.Adam) ・シー.アール.ベイル (C. R.Vale) ・ティー.ティー.ブラグギンズ (T.T.Braggins) ・エス.ブイ.クリシュナスワマイ (S.V.Krishnaswamy) ・シー.イー.ミルトン (C.E.Milton) ・ディー.ダブリュ.ベバー (D.W.Bever) ・エル.ジー.ホロジニスキ (L.G.Chorosinski) ・リー.シュウ.チェン (Li-ShuChen) ・ディー.イー.クロケット (D.E.Crockett) ・シー.ビー.フライデホフ (C.B.Freidhoff) ・エス.エイチ.タリサ (S.H.Talisa) ・イー.カペレ (E.Capelle) ・アール.トランチニ (R.Tranchini) ・ジェー.アール.フェンダ (J.R.Fende) ・ジェー.エム.ロシオイル (J.M.Lorthioir) ・エー.アール.トリエス (A.R.Tories) 共著、『ローロス バンドパス RF フィルタ ユズイング MEMS キャパシタンス スイッチズ トゥー アチーブ ア ワンオクターブ チューニングレンジ アンド インデペンデントリ バリアブル バンドウィドウス “Low-loss band pass RF filter using MEMS capacitance switches to achieve a one-octave tuning range and independently variable bandwidth” 』, I E E E M T T - S インターナ. マイクロウェーブ シンポ. ダイジェスト (IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest), 第3巻, p.1781-1784, 2003年6月

【非特許文献6】エー.トムバク (A.Tombak) ・ジェー.ピー.マリア (J.P.Maria) ・エフ.ティー.アイグアビベス (F.T.Ayguavives) ・ゼット.チン (Z.Jin) ・ジー.ティー.スタウフ (G.T.Stauf) ・エー.アイ.キンゴン (A.I.Kingon) ・アミラ モルタザウィ (Amir Mortazawi) 共著、『ボルテイジ コントローレド RF フィルタ エンプロイニング スイッチ フィルム バリウム スترونチウム チタネート チューナブル キャパシタズ “Voltage-controlled RF filters employing thin-film Barium-Strontium-Titanate tunable capacitors” 』, I E E E トランス. オン マイクロウェーブ セオリー アンド テク. (IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.), 第51巻, 第2号, p.462-467, 2003年2月

【非特許文献7】エヌ.サト (N.Sato) ・エイチ.スズキ (H.Suzuki) ・エス.スヤマ (S.Suyama) ・ケー.フカワ (K.Fukawa) 共著、『コンプレックス フォーム バンドパス サンプリング ウィズ オフセット フリクエンシ サンプリング アンド クワッドラチュア コンポーネント インターポレーション フォー モジューレーテド シグナルズ “Complex form bandpass sampling with offset frequency sampling and quadrature component interpolation for modulated signals” 』, I E I C E トランス. オン コミュニ. (IEICE Trans. on Commu.), 第86巻, 第12号, p.3513-3520, 2003年12月

【非特許文献8】エス.ヘイキン (S.Haykin), 『アダプティブ フィルタ セオリー “Adaptive Filter Theory” 』, プレンティス ホール (Prentice-Hall), 1996年

【非特許文献9】『I E E E S t d 8 0 2 . 1 1 a - 1 9 9 9 [ I S O / I E C 8 8 0 2 - 1 1 : 1 9 9 9 / A m d 1 : 2 0 0 0 ( E ) ] パート11: ワイヤレス LAN ミディウム アクセス コントロール (MAC) アンド フィジカル レイヤー (PHY) スペシフィケーションズ, ハイスピード フィジカル レイヤー インザ 5 G H z バンド “IEEE Std 802.11a-1999 [ISO/IEC 8802-11:1999/Amd 1:2000 (E)] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, High-speed Physical Layer in the 5GHz Band” 』, L A N / M A N スタンダードズ コミッティー オフ ザ I E E E コンプ. ソク. (LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Comp. Soc.), p.9, p.37, 1999年

【発明の開示】

10

20

30

40

50



## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0006】

一方、近年、UHF帯以上のRF帯において、受信機全体を集積化する研究開発が進められている。実用的なマルチインプット・マルチアウトプット(MIMO)通信システムを実現するために、RF帯の集積化は必須である。その中でも、RF帯の中心周波数と帯域幅を可変できるアナログ・フィルタは、極めて重要であり、CMOSやMEMSなどによる検討が進められている(非特許文献2～非特許文献6参照)。しかしながら、これらの半導体可変RFフィルタで誘電体フィルタのような高い性能を実現することは、非常に困難である。

## 【0007】

本発明は、上述のような事情よりなされたものであり、本発明の目的は、帯域外の干渉信号の除去を可能とし、且つ、誘電体フィルタと同等の高い性能を持ち合わせた任意の整合フィルタを形成できる、RFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機を提供することにある。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0008】

本発明は、RFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機に関し、本発明の上述目的は、RFフィルタ・バンクと多入力トランスバーサル・フィルタとを備えたソフトウェア無線受信機であって、前記RFフィルタ・バンクは、複数のRFフィルタで構成されており、前記各RFフィルタの出力をAD変換し、前記多入力トランスバーサル・フィルタにより個々のフィルタ特性の偏差を補償し、トレーニング信号を用いて、最小2乗法により、前記多入力トランスバーサル・フィルタのタップ重み係数を導出し、最適合成し、前記RFフィルタ・バンクとデジタル信号処理により、任意の整合フィルタを形成することによって効果的に達成される。

## 【0009】

また、本発明の上述目的は、RF信号・トレーニング信号切換スイッチと、RFフィルタ・バンクと、複数のミキサーと、複数の低域通過フィルタと、複数のAD変換器と、多入力トランスバーサル・フィルタと、重み係数制御器と、復調器と、参照信号発生器と、トレーニング信号発生器と、周波数シンセサイザとから構成されることにより、或いは、前記RF信号・トレーニング信号切換スイッチは、前記RFフィルタ・バンクに入力するRF信号と、前記トレーニング信号発生器で生成されるトレーニング信号とを切り換えるようにし、前記RFフィルタ・バンクは、複数のRFフィルタで構成されており、前記RF信号・トレーニング信号切換スイッチの出力帯域信号を入力とし、複数の帯域信号を出力するようにし、前記複数のミキサーは、前記RFフィルタ・バンクから出力される前記複数の帯域信号に対して、前記周波数シンセサイザで生成される搬送波周波数のキャリア信号をそれぞれ乗算するようにし、前記複数の低域通過フィルタは、前記ミキサーの出力からベースバンド信号成分のみを抽出するようにし、前記複数のAD変換器は、前記低域通過フィルタの出力であるベースバンド信号をサンプリングして、デジタル信号に変換するようにし、前記多入力トランスバーサル・フィルタは、前記複数のAD変換器の出力信号を線形合成し、検波信号を出力するようにし、前記重み係数制御器は、前記検波信号と前記トレーニング信号に対する理想インパルス応答との差を用いて、前記多入力トランスバーサル・フィルタのタップ重み係数を制御するようにし、前記復調器は、前記検波信号を復調することにより、或いは、前記RFフィルタとしては、可変または固定の帯域通過フィルタを用いることにより、あるいは、前記帯域通過フィルタは、ガウス形バンドパス・フィルタであることにより、あるいは、前記トレーニング信号としては、チャープ信号を用いることにより、あるいは、前記重み係数制御器は、前記検波信号と前記理想インパルス応答との差を推定誤差として、前記推定誤差の絶対値2乗値が最小になるように最小2乗法により制御されることにより、あるいは、前記最小2乗法としては、逐次的な最小2乗法であるLMSアルゴリズム又はRLSアルゴリズムを用いることにより一層効果的に達成される。

10

20

30

40

50

## 【発明の効果】

## 【0010】

本発明に係るRFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機によれば、半導体上のRF可変フィルタなどで形成されるRFフィルタ・バンクを用いて、任意の整合フィルタを形成することができるため、帯域外の干渉信号を除去し、且つ、誘電体フィルタと同等の高い性能を実現することができるという優れた効果を奏する。

## 【0011】

また、本発明によれば、半導体上に集積可能で、帯域幅、中心周波数、マルチバンドをソフトウェアで容易に変更可能なソフトウェア無線受信機を実現することができる。

## 【発明を実施するための最良の形態】

10

## 【0012】

以下、本発明を実施するための最良の形態を図面を参照して説明する。

## &lt;1&gt;本発明の構成と原理

## &lt;1-1&gt;入力信号の表示

本発明に係るRFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機（以下、単にSDR受信機とも称する）の好適な実施例の構成を図1に示す。

## 【0013】

図1に示されるように、本発明に係るSDR受信機1は、RFスイッチ10と、RFフィルタ・バンク20と、複数のミキサー30と、参照信号発生器40と、トレーニング信号発生器45と、複数の低域通過フィルタ(LPF)50と、複数のAD変換器(ADC)60と、多入力トランスバーサル・フィルタ(TVF)70と、重み係数制御器80と、復調器90とから構成されている。

20

## 【0014】

図1に示された本発明のSDR受信機1において、RFスイッチ10は、アンテナで受信した無線信号(RF信号)と、参照信号発生器40の出力である参照信号に同期させたトレーニング信号発生器45で生成されるトレーニング信号と、を切り換える。また、RFフィルタ・バンク20では、RFスイッチ10の出力帯域信号を入力とし、その出力帯域信号をK個(Kは正の整数である)の信号に分割した後に、それぞれの信号を異なった帯域通過フィルタ(BPF)25とローノイズ増幅器28を通して、K個の帯域信号を出力する。

30

## 【0015】

次に、複数の(K個)のミキサー30は、RFフィルタ・バンク20から出力されるK個の帯域信号に対して、参照信号発生器40の出力である参照信号に同期させた周波数シンセサイザ48で生成される搬送波周波数のキャリア信号をそれぞれ乗算する。そして、複数の(K個)の低域通過フィルタ(LPF)50は、ミキサー30の出力からベースバンド信号成分のみを抽出する。

## 【0016】

次に、複数の(K個)のAD変換器(ADC)60は、低域通過フィルタ(LPF)50の出力であるベースバンド信号をサンプリングして、デジタル信号に変換する。そして、多入力(K入力1出力)トランスバーサル・フィルタ70は、複数の(K個)のAD変換器(ADC)60の出力信号を線形合成し、検波信号を出力する。

40

## 【0017】

ここで、重み係数制御器80は、多入力(K入力1出力)トランスバーサル・フィルタ70から出力される検波信号とトレーニング信号に対する理想インパルス応答との差を用いて、多入力(K入力1出力)トランスバーサル・フィルタ70のタップ重み係数を制御する。

## 【0018】

つまり、重み係数制御器80では、多入力(K入力1出力)トランスバーサル・フィルタ70から出力される検波信号とトレーニング信号に対する理想インパルス応答との差を推定誤差(推定誤差信号)として、その推定誤差の絶対値2乗値が最小になるように最小

50

2乗法を用いて、多入力（K入力1出力）トランスバーサル・フィルタ70のタップ重み係数を制御するようにしている。具体的な手法としては、例えば、逐次的な最小2乗法であるLMSアルゴリズムやRLSアルゴリズムによって実現されるのが好ましい。

【0019】

また、復調器90は、多入力（K入力1出力）トランスバーサル・フィルタ70から出力される検波信号を復調する。

【0020】

より詳細に説明すると、本発明に係るSDR受信機において、RFフィルタ・バンクは、複数のRFフィルタで構成されており、本実施例では、K個の帯域通過フィルタ（BPF）から構成されており、ここでは、各BPFの帯域は、入力RF信号の帯域より狭く、RFフィルタ・バンク全体で、入力信号の帯域をカバーしているとする。

10

【0021】

次に、RFフィルタ出力の帯域信号は、ローノイズ増幅器によって増幅され、さらに、周波数シンセサイザからのローカル信号でベースバンドへ周波数変換される。周波数変換された信号は、低域通過フィルタ（LPF）で高調波成分が除去され、AD変換器（ADC）によりデジタル信号に変換される。サンプルされたデジタル信号は、複素包絡線とする。複素包絡線は、トランスバーサル・フィルタ（TVF）で最適合成され、受信ベースバンド信号が生成され、復調器に渡される。

【0022】

ここで、RFフィルタ・バンクに入力されるRF入力信号 $s(t)$ の中心周波数を $f_c$ とする。

20

【0023】

【数1】

$$s(t) = \Re \left[ e_s(t) e^{j2\pi f_c t} \right]$$

【0024】

【数2】

$$E_s(f) \longleftrightarrow e_s(t)$$

30

但し、 $e_s(t)$ は複素包絡線、 $E_s(f)$ は、複素包絡線 $e_s(t)$ のフーリエ変換（Fourier変換）である。 $\longleftrightarrow$ はフーリエ変換の関係を表す。

【0025】

k番目のRFフィルタ出力がサンプリングされた信号 $x_k(t)$ は、 $e_{x,k}(t) \leftrightarrow E_{x,k}(f)$ として、次のように表される。

【0026】

【数3】

$$x_k(t) = e_{x,k}(t) e^{j2\pi(f_k - f_r)t - j\phi_r}$$

40

【0027】

【数4】

$$E_{x,k}(f) = G_k(f) H_k(f) e^{j\phi_k(f)}$$

ここで、 $f_r, \phi_r$ は、基準キャリア信号の周波数と位相であり、以下では、 $f_r = f_c, 0 \leq \phi_r < 2\pi$ とする。 $G_k(f), \phi_k(f)$ は、それぞれ、k番目のBPFと増幅器の合成された利得と位相を表す。 $H_k(f)$ はBPFの等価低域インパルス・レスポンス $h_k(t)$ のフーリエ変換であり、以下では、簡単化のために、中心周波数の利得が1のガウス形BPFとする。

50

【 0 0 2 8 】

【 数 5 】

$$H_k(f) = e^{-f^2/\beta_k^2}$$

【 0 0 2 9 】

【 数 6 】

$$\beta_k = (2 \ln 2)^{-1/2} B_k$$

10

【 0 0 3 0 】

【 数 7 】

$$H_k(f) \longleftrightarrow h_k(t) = \sqrt{\pi} \beta_k e^{-\pi^2 \beta_k^2 t^2}$$

ただし、 $B_k$  は各フィルタの 3 d B 帯域幅であり、

$$H_k(B_k/2) = 1/\sqrt{2}$$

20

である。

【 0 0 3 1 】

$x_k(t)$  を A D C によりサンプリングして量子化した複素包絡線を  $\{x_k(i)\}$  とする。ただし、 $x_k(i)$  は、サンプリング間隔を  $\Delta t$  として、 $t_i = i \Delta t$  のサンプリング値を表す。 $s(t)$  が周波数変換された信号の最大周波数を  $f_{\max}$  としたとき、 $\Delta t = 1 / 2 f_{\max}$  である。また、複素サンプリングあるいは分数周波サンプリングにより、さらに低いレートでサンプリングすることも可能である（非特許文献 7 参照）。

< 1 - 2 > 最適合成

$\{x_k(i)\}$  は、一つの信号を周波数的に分割したものであるから、合成して再生する必要がある。その際、B P F の重複部分の除去、利得の調整、遅延歪の修正を行う。すなわち、これらを線形歪とみなして、トランスバーサル・フィルタ（T V F）により実現される多入力線形等化器で、最小 2 乗法により最適合成する。

30

【 0 0 3 2 】

以下では、 $K$  個の  $M$  段（ $M$  は正の整数である）T V F を用いて、最小平均 2 乗誤差（M S E）規範により最適合成を行う。合成出力  $y(i)$  は、次のように表される。

【 0 0 3 3 】

【 数 8 】

$$y(i) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(i)$$

40

【 0 0 3 4 】

【 数 9 】

$$\mathbf{w}^H = \left( \mathbf{w}_0^H \quad \mathbf{w}_1^H \quad \cdots \quad \mathbf{w}_k^H \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{K-1}^H \right)$$

【 0 0 3 5 】

【数 1 0】

$$\mathbf{w}_k^H = \left( w_{k,0}^* \ w_{k,1}^* \ \cdots \ w_{k,m}^* \ \cdots \ w_{k,M-1}^* \right)$$

【0 0 3 6】

【数 1 1】

$$\mathbf{x}^H(i) = \left( \mathbf{x}_0^H(i) \ \mathbf{x}_1^H(i) \ \cdots \ \mathbf{x}_k^H(i) \ \cdots \ \mathbf{x}_{K-1}^H(i) \right)$$

【0 0 3 7】

【数 1 2】

$$\mathbf{x}_k^H(i) = \left( x_k^*(i) \ x_k^*(i-1) \ \cdots \ x_k^*(i-m) \ \cdots \ x_k^*(i-M+1) \right)$$

10

< 1 - 3 > チャープ信号によるトレーニング信号

T V F のタップ重み係数を決定するため、チャープ信号  $s_c(t)$  により、トレーニング信号を生成する。以下の方法によれば、任意の入力信号に対する整合フィルタを形成することができる。

【0 0 3 8】

まず、周波数シンセサイザを用いて、図 2 に示す離散チャープ信号を生成する。チャープ信号がある周波数のとき、A D C は  $L$  個の離散信号をサンプリングするので、その 1 区間は  $T_L = L \Delta_t$  となる。 $n$  番目 ( $-N_f \leq n \leq N_f$ ) の時間区間  $t \in [(N_f + n)T_L, (N_f + n + 1)T_L]$  における  $s_c(t)$  は、次のように表される。

20

【0 0 3 9】

【数 1 3】

$$s_c(t) = \Re \left[ g_n(t) e^{j2\pi f_c t} \right]$$

【0 0 4 0】

【数 1 4】

$$g_n(t) = \begin{cases} e^{j2\pi n f_s (t - \tau_d)} & \text{区間 } n \\ 0 & \text{その他の区間} \end{cases}$$

30

ここで、 $g_n(t)$  は複素包絡線で、 $f_s$  は周波数ステップであり、チャープの周波数幅を  $\Delta_F$  として、 $f_s = \Delta_F / 2N_f$  である。また、整数  $d$  により、 $\tau_d = d \Delta_t$  で表される時間オフセットは、インパルス応答の有効な時間区間をサンプリングするためのものである。

40

【0 0 4 1】

区間  $n$  の  $(N_f + n)T_L + i \Delta_t$  におけるチャープ信号を  $s_c(i)$ 、それに対するディジタル信号を  $x_{n,k}(i)$  とする。この時刻の原点を図 2 のようにシフトしたものを

$$\tilde{s}(i)$$

と

$$\tilde{x}_k(i)$$

とする。

【 0 0 4 2 】

【 数 1 5 】

$$\tilde{s}_c(i) = \sum_{n=-N_f}^{N_f} e^{j2\pi n f_s \Delta_t (i-d)}$$

10

【 0 0 4 3 】

【 数 1 6 】

$$\tilde{x}_k(i) = \sum_{n=-N_f}^{N_f} x_{n,k}(i)$$

ここで、

20

$$\tilde{s}_c(i)$$

は仮想的なインパルス入力信号を表し、

$$\tilde{x}_k(i)$$

は仮想的なインパルス入力信号に対する B P F や増幅器の応答を表す。したがって、多入力線形等化器の出力が入力信号  $s(t)$  のスペクトルと同じになるように、等化器係数を設定すれば、整合フィルタが形成される。 $s(t)$  のスペクトルは、シンボルのパルス波形  $p_r(t - \tau_d)$  で決まるので、そのサンプル値を  $p_r(i - d)$  で表す。

30

< 1 - 4 > 逐次形最小 2 乗法

トレーニング信号に対するベースバンドでの理想インパルス応答を

$$\tilde{s}(i)$$

として、多入力線形等化器のタップ重み係数を、逐次的な最小 2 乗法である R L S アルゴリズム又は L M S アルゴリズムにより決定する（非特許文献 8 参照）。多入力線形等化器の入力信号

40

$$\hat{x}(i)$$

に対する相関逆行列を  $P(i)$ 、タップ重み係数ベクトルを  $w$ 、忘却係数を  $\lambda$  ( $0 < \lambda \leq 1$ ) とする。指数重み付評価関数  $J(i)$  を用いる。

【 0 0 4 4 】

【数 1 7】

$$J(i) = \sum_{m=1}^i \lambda^{i-m} |e(m)|^2$$

【0 0 4 5】

【数 1 8】

$$e(m) = p_r(m-d) - \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{x}}(m)$$

10

$J(i)$ を最小にする  $\mathbf{w}$  を  $\mathbf{w}(i)$  とすると、 $\mathbf{w}(i)$  の更新式は次のようになる。

【0 0 4 6】

【数 1 9】

$$\xi(i) = p_r(i-d) - \hat{\mathbf{w}}^H(i-1) \hat{\mathbf{x}}(i)$$

【0 0 4 7】

【数 2 0】

$$\mathbf{k}(i) = \frac{\mathbf{P}(i-1) \hat{\mathbf{x}}(i)}{\lambda + \hat{\mathbf{x}}^H(i) \mathbf{P}(i-1) \hat{\mathbf{x}}(i)}$$

20

【0 0 4 8】

【数 2 1】

$$\mathbf{P}(i) = \frac{\mathbf{P}(i-1) - \mathbf{k}(i) \hat{\mathbf{x}}^H(i) \mathbf{P}(i-1)}{\lambda}$$

【0 0 4 9】

【数 2 2】

$$\hat{\mathbf{w}}(i) = \hat{\mathbf{w}}(i-1) + \mathbf{k}(i) \xi^*(i)$$

30

上記数式において、時刻  $i$  をインクリメントして、さらに、

$$\hat{\mathbf{w}}(i)$$

を更新することが出来る。なお、 $i = 0$  での相関逆行列  $\mathbf{P}(i)$  および  $\mathbf{w}(i)$  の初期値を以下のように設定する。

40

【0 0 5 0】

【数 2 3】

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}$$

【0 0 5 1】

【数 2 4】

$$\hat{\mathbf{w}}(0) = \mathbf{0}$$

50

ここで、 $\delta$ は微小な正定数で、 $I$ は $K M \times K M$ の単位行列で、 $O$ は $K M$ 次元零ベクトルである。

【0052】

逐次的な最小2乗法であるRLSアルゴリズム又はLMSアルゴリズムを、上述したトレーニングを用いて定期的に行うことにより、つまり、定期的にタップ重み係数を更新することにより、経年変化や環境変化などによる受信機内のフィルタ・バンク、増幅器特性などの変動を補償することができる。

<2> 計算機シミュレーション

<2-1> シミュレーション条件

本発明に係るRFフィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機の受信特性を評価するために、計算機シミュレーションを行った。RFフィルタ・バンクには、ガウス形バンドパス・フィルタ（ガウスBPF）を用いる。なお、ADCの量子化を除いて、計算は倍精度浮動小数点で行った。トレーニングは、受信機内で生成するので、十分レベルは高く入力に雑音はないとした。また、基準キャリアの位相は理想的とした。

【0053】

パラメータの誤差として、フィルタ・バンクのガウスBPFの3dB帯域幅に $\pm 5\%$ 、合成利得に $\pm 1$ dB、合成位相に $0 \sim 2\pi$ 、合成遅延に $\pm T_s$ （ $1/8 T_s$ ステップ）の範囲の一様分布を仮定した。特性は、シンボルに関するアンサンブル平均を示す。

【0054】

シミュレーション条件を下記表1に示す。送信信号においては、変調方式にQPSKを用い、ロールオフ率は0.25である。フィルタ・バンクには、ガウスBPFを等周波数間隔に並べた。

【0055】

10

20



【表 1】

表 1 シミュレーション条件

SC : シングル・キャリア, MC : マルチキャリア	
フィルタ特性	ガウス形
フィルタ数	SC : 4, MC : 8
フィルタ間隔	104 kHz
3 dB 帯域幅誤差範囲: $B_k$	$69.862 \leq B_k \leq 77.216$ kHz
合成利得: $G_k$	$9 \leq G_k \leq 11$ dB
合成位相: $\phi_k$	$0 \leq \phi_k < 2\pi$
合成遅延時間差: $\delta_{t,k}$	$-T_s \leq \delta_{t,k} \leq T_s$ ( $1/8T_s$ step)
サンプリング間隔: $\Delta_f$	$1/4T_s$
チャープ要素区間: $L$	SC: 512, MC: 768
チャープ・ステップ数: $2N_f + 1$	SC: 2048, MC: 1280
チャープ周波数幅: $\Delta_F$	$8/T_s$
時間オフセット: $d$	64 (16 シンボル)
TVF タップ数	32
TVF タップ係数推定法	RLS アルゴリズム
初期値 (RLS): $\delta^{-1}$	3.333 ( $\delta$ : 0.3)
忘却係数 (RLS): $\lambda$	0.999
シングル・キャリア :	
変調方式	QPSK
シンボル速度: $1/T_s$	416 ksymbol/s
ロールオフ率:	0.25
マルチキャリア (OFDM) :	
サブキャリア変調方式	QPSK
DFT ポイント数 $N$	64
有効サブキャリア数	52
ガード・インタバル長	$N/4$ ポイント
キャリア間隔 $\Delta f$	12 kHz
シンボル速度: $1/T_s$	768 ksymbol/s
ロールオフ率:	0.1

&lt; 2-2 &gt; シングル・キャリアにおける受信特性

まず、シングル・キャリアの信号受信に関するシミュレーションを行った。送信信号の

10

20

30

40

50

複素包絡線  $e_s(t)$  を下記数 25 とする。

【0056】

【数 25】

$$e_s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b(j) p_r(t - jT_s)$$

ここで、 $1/T_s$  はシンボル・レートを表し、 $b(j)$  は時刻  $jT_s$  の QPSK または 16QAM のシンボルを表す。また、 $p_r(t)$  は、送信されるルート・ロールオフ・パルスである。

【0057】

ルート・ロールオフの QPSK または 16QAM の入力信号スペクトルを図 3 に示す。なお、信号成分については、図を見やすくするために、 $-6\text{ dB}$  シフトして表示した。合成された QPSK 信号のアイ・パターンを図 4 に示す。合成した結果、受信系に整合フィルタが形成され、符号間干渉のない理想的な波形が得られている。合成出力の電力スペクトルを図 5 に示す。BPF 中心周波数、合成利得、合成位相の偏差の有無に関わらず、コサイン・ロールオフのスペクトルと一致した。RLS アルゴリズムにおける平均 2 乗誤差 (MSE) の収束の様子を図 6 に示す。図 6 から分かるように、行列要素がある程度収束する 60 ステップ以降、急速に収束している。MSE の残差は、各タップの量子化誤差が累積されたものと考えられる。

10

20

<2-3> マルチキャリア (直交周波数分割多重 (OFDM) 信号) における受信特性

次に、周波数ごとの微細構造を確認するために、マルチキャリア (OFDM 信号) における受信特性を評価した。無線 LAN 規格 IEEE 802.11a に準拠した仕様を設定した (非特許文献 9 参照)。ただし、シングル・キャリアのモデルと比較しやすいように、サブキャリア間隔を調整した。

【0058】

スペクトル・マスクを満たすように、送信信号にはロールオフ率 0.1 のルート・ロールオフ・パルス  $p_r(t)$  を用いる。そのため、OFDM のサブキャリア周波数間隔を  $\Delta_f$  とし、また、奇数個のサブキャリア数  $N$  に対して、 $N_h = (N-1)/2$  とすると、OFDM の複素包絡線  $e_s(t)$  は、次のようになる。

【0059】

【数 26】

$$e_s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a(j) p_r(t - jT_s)$$

【0060】

【数 27】

$$a(j) = \sum_{n=-N_h}^{N_h} b_n(j) e^{j2\pi n \Delta_f t}$$

ただし、 $\{b_n(j)\}$  は、 $n$  番目のサブキャリアの時刻  $jT_s$  における QPSK や 16QAM などのシンボルを表す。ガード・インターバル (GI) が含まれているとする。

【0061】

フィルタ・バンクを構成する各ガウス BPF を通過した信号の電力スペクトルを図 7 に示す。これらの出力を最適合成した信号の電力スペクトルを図 8 に示す。BPF 中心周波数、合成利得、合成位相の偏差の有無に関わらず、コサイン・ロールオフのスペクトルと

40

50

一致した。帯域や受信形式によらず、最適合成は整合フィルタとして動作していることがわかる。

#### < 2 - 4 > 雑音および干渉特性

本発明に係る R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機（以下、単に、フィルタ・バンク受信機とも称する）の干渉特性を明らかにするため、加法性白色ガウス雑音（A W G N）通信路に帯域外干渉波を重畳して伝送特性を検討した。希望信号と干渉波  $s_i(t)$  との関係を図 9 に示す。干渉波は無変調信号とし、その周波数の  $f_c$  からのオフセットをシンボル・レートの 2 倍とした。4 倍サンプリングなので、これ以上離すと、エイリアスになる。干渉波の振幅を  $A_i$  とすると、下記数 2 8 で表される。

【 0 0 6 2 】

【 数 2 8 】

$$s_i(t) = \Re \left[ A_i e^{j2\pi(f_c + 2/T_s)t} \right]$$

比較のために、従来のデジタル・フィルタによる受信機（以下、単に、デジタル・フィルタ受信機とも称する）の特性も測定した。この場合、整合フィルタは、デジタル・フィルタだけで形成される。アンチ・エイリアス受信アナログ・フィルタは、 $\pm 2/T$  の帯域幅の理想フィルタとする。

【 0 0 6 3 】

最大入力信号電圧が A D C の入力ダイナミック・レンジの半分の電圧になるよう設定した。なお、前述したように、利得、位相、帯域幅の偏差は、最適合成により校正できるので、以下ではこれらの偏差はないとした。また、8 ビット・サンプリングを基準に検討を進める。

【 0 0 6 4 】

まず、8 ビット A D C による従来のデジタル・フィルタ受信機の実出力波形のアイ・パターンを図 1 0 と図 1 1 に示す。この観測では、雑音を 0 とした。図 1 0 及び図 1 1 から分かるように、C I R = - 2 4 d B の出力波形は、Q P S K、1 6 Q A M とともに過大な干渉波の入力による量子化誤差によって、一点でクロスしていない。また、量子化の影響で、平均値がシフトしている。一点でクロスするためには、図 1 2 及び図 1 3 に示すように、1 2 ビットの A D C が必要である。この場合、平均値は、ほぼ 0 になる。

【 0 0 6 5 】

一方、本発明のフィルタ・バンク受信機の実出力波形のアイ・パターンを図 1 4 と図 1 5 に示す。図 1 4 及び図 1 5 から分かるように、Q P S K、1 6 Q A M とともに C I R = - 2 4 d B に増加しても、8 ビット A D C のアイ・パターンは 1 点でクロスしている。

【 0 0 6 6 】

Q P S K におけるビット誤り率（B E R）特性を図 1 6 に示す。図 1 6 から分かるように、本発明のフィルタ・バンク受信機では、C I R = - 2 4 d B の干渉波がある場合でも、8 ビット A D C により干渉波がない場合と、ほとんど同じ特性が得られる。一方、従来のデジタル・フィルタ受信機では、8 ビット A D C の場合、C I R = - 1 8, - 2 4 d B において、特性が大幅に劣化している。デジタル・フィルタ受信機で干渉波がない場合と同じ特性を得るためには、1 2 ビットの A D C が必要である。

【 0 0 6 7 】

次に、1 6 Q A M、6 4 Q A M における干渉波の影響を図 1 7 に示す。参考に Q P S K の特性も図 1 7 に示す。図 1 7 から分かるように、従来のデジタル・フィルタ受信機では、C I R = - 1 8 d B とし、本発明のフィルタ・バンク受信機の C I R = - 2 4 d B より干渉量を抑えてある。すべて 8 ビットサンプリングである。本発明のフィルタ・バンク受信機は、干渉がない場合と同じ特性である。一方、従来のデジタル・フィルタ受信機では大幅に劣化している。

【 0 0 6 8 】

10

20

30

40

50

上述したように、本発明に係る R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機とは、複数のアナログ R F フィルタで構成される R F フィルタ・バンクと多入力線形等化器による最適合成の組み合わせにより、任意の入力信号の整合フィルタを形成できるソフトウェア無線受信機である。

【0069】

また、上述したように、計算機シミュレーションを通して、本発明のフィルタ・バンク受信機を用いれば、様々な帯域幅、中心周波数の信号に対して、R F 帯の信号で通常みられる干渉成分を抑えた受信が可能になることを明らかにした。さらに、A D C の量子化ビット数と動作速度を軽減できることを示した。本発明では、R F 回路を含むソフトウェア無線用の基本構成として、M E M S などによるアナログ可変 R F 回路の微小化にともなっ

10

【0070】

なお、上述した実施例では、一つの信号を分割して受信する方法を示したが、その他にも R F フィルタを可変にすれば、様々な受信形態が考えられる。また、トレーニング方法は R F フィルタの校正方法としても有効である。

【0071】

上述したように、本発明では、将来の集積化 R F フィルタ、集積化 R F 受信回路および高性能 A D 変換器 (A D C) を前提とし、将来のソフトウェア無線受信機として、R F フロント・エンドに R F フィルタ・バンクを用い、一つの受信信号の帯域を分割して受信し、最適合成する方法を開示した。

20

【0072】

つまり、本発明では、半導体上の R F 可変フィルタなどで形成される R F フィルタ・バンクと、それらの各 R F フィルタに続く A D C の出力に対するデジタル信号処理により、任意の整合フィルタを形成する方法を開示した。また、本発明では、R F フィルタ・バンクにおける個々のフィルタ特性の偏差が及ぼす影響を抑えるため、最小 2 乗法で最適合成を行う方法も開示した。

【0073】

具体的には、本発明では、まず、R F フィルタ・バンクを構成する各 R F フィルタ出力の帯域信号から複素包絡線をサンプリングし、多入力トランスバーサル・フィルタによる線形等化器で最適合成することにより、信号を再生する。そして、多入力トランスバーサル・フィルタのタップ重み係数の最適化のために、トレーニング信号を用いる。また、そのトレーニング信号として、チャープ信号を用いることが好ましい。

30

【0074】

次に、トレーニング信号 (チャープ信号) に対する出力の時刻補正により複素インパルス応答を取得し、送信信号のシンボル波形との差を最小化することにより、合成回路を整合フィルタにすることができる。

【0075】

要するに、本発明に係る R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機は、次のような主な特徴を有している。

【0076】

まず、第 1 の特徴として、複数の R F フィルタで構成される R F フィルタ・バンクとデジタル信号処理により、任意の整合フィルタを形成することである。次に、第 2 の特徴としては、各 R F フィルタの出力を A D 変換し、多入力トランスバーサル・フィルタにより個々のフィルタ特性の偏差を補償することである。そして、第 3 の特徴としては、最小 2 乗法によりトランスバーサル・フィルタのタップ重み係数を導出し、最適合成することである。最後に、第 4 の特徴としては、トランスバーサル・フィルタのタップ重み係数を導出するために、トレーニング信号を用いることである。

40

【図面の簡単な説明】

【0077】

【図 1】本発明に係る R F フィルタ・バンクを用いたソフトウェア無線受信機の好適な実

50

施例の構成を示すブロック図である。

【図 2】 離散チャープ信号を説明するための模式図である。

【図 3】 入力信号の電力スペクトル及びガウス B P F 特性を示すグラフである。

【図 4】 合成出力のアイ・パターンを示すグラフである。

【図 5】 合成出力の電力スペクトルを示すグラフである。

【図 6】 R L S アルゴリズムにおける M S E の収束特性を示すグラフである。

【図 7】 O F D M 信号の各フィルタ出力における電力スペクトルを示すグラフである。図 7 (A) は、フィルタ # 1, 3, 5, 7 の出力で、図 7 (B) は、フィルタ # 2, 4, 6, 7 の出力である。

【図 8】 合成された O F D M 信号の電力スペクトルを示すグラフである。

10

【図 9】 希望信号と干渉波のスペクトル関係を示すグラフである。

【図 10】 Q P S K、8 ビットの A D C で、C I R = - 2 4 d B の干渉波がある場合の従来のデジタル・フィルタ受信機の出力波形のアイ・パターンを示すグラフである。

【図 11】 1 6 Q A M、8 ビットの A D C で、C I R = - 2 4 d B の干渉波がある場合の従来のデジタル・フィルタ受信機の出力波形のアイ・パターンを示すグラフである。

【図 12】 Q P S K、1 2 ビットの A D C で、C I R = - 2 4 d B の干渉波がある場合の従来のデジタル・フィルタ受信機の出力波形のアイ・パターンを示すグラフである。

【図 13】 1 6 Q A M、1 2 ビットの A D C で、C I R = - 2 4 d B の干渉波がある場合の従来のデジタル・フィルタ受信機の出力波形のアイ・パターンを示すグラフである。

【図 14】 Q P S K、8 ビットの A D C で、C I R = - 2 4 d B の干渉波がある場合の本発明のフィルタ・バンク受信機の出力波形のアイ・パターンを示すグラフである。

20

【図 15】 1 6 Q A M、8 ビットの A D C で、C I R = - 2 4 d B の干渉波がある場合の本発明のフィルタ・バンク受信機の出力波形のアイ・パターンを示すグラフである。

【図 16】 Q P S K における干渉波の影響を示すグラフである。

【図 17】 1 6 Q A M, 6 4 Q A M における干渉波の影響を示すグラフである。

【符号の説明】

【0 0 7 8】

1 本発明に係る S D R 受信機

1 0 R F スイッチ

2 0 R F フィルタ・バンク

2 5 帯域通過フィルタ (B P F)

2 8 ローノイズ増幅器

3 0 ミキサー

4 0 参照信号発生器

4 5 トレーニング信号発生器

4 8 周波数シンセサイザ

5 0 低域通過フィルタ (L P F)

6 0 A D 変換器 (A D C)

7 0 多入力トランスバーサル・フィルタ (T V F)

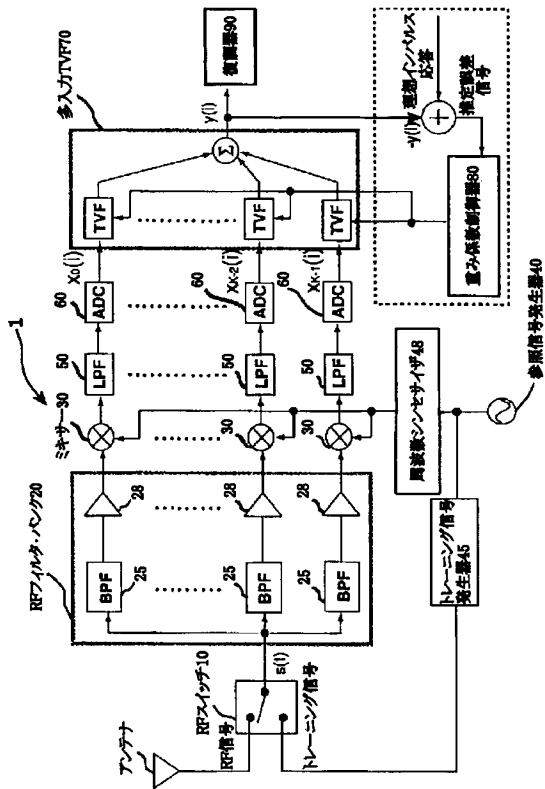
8 0 重み係数制御器

9 0 復調器

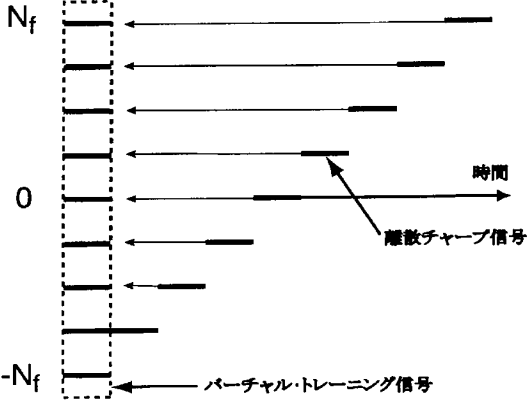
30

40

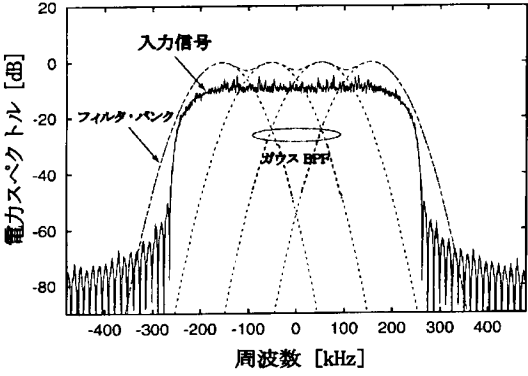
【図 1】



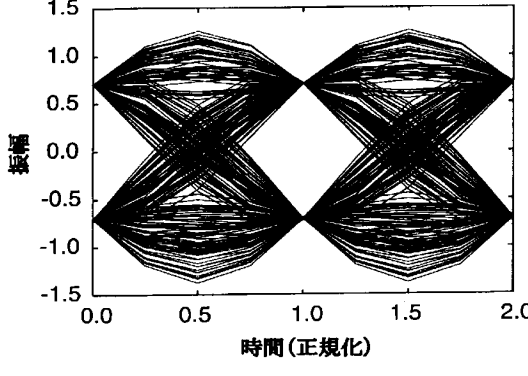
【図 2】



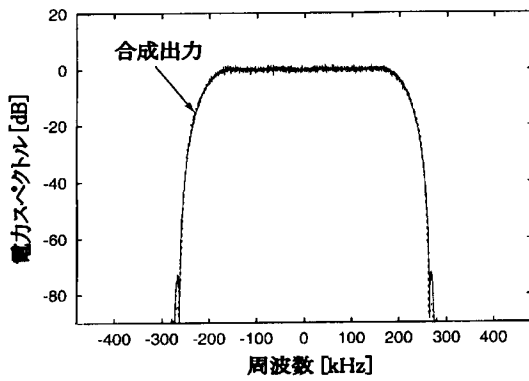
【図 3】



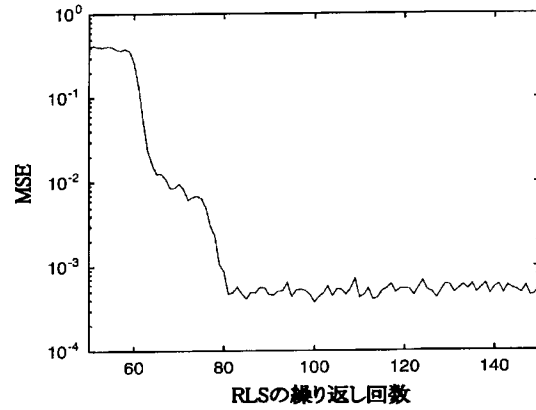
【図 4】



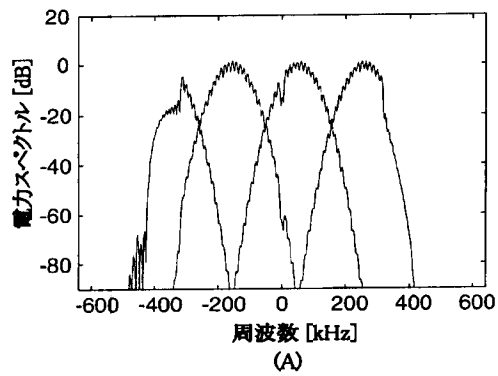
【図 5】



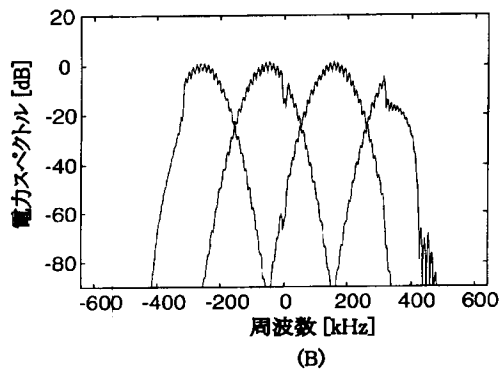
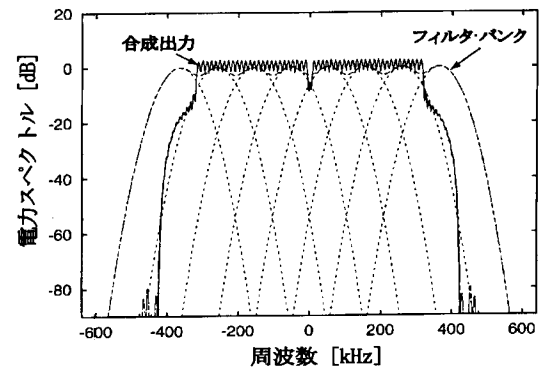
【図 6】



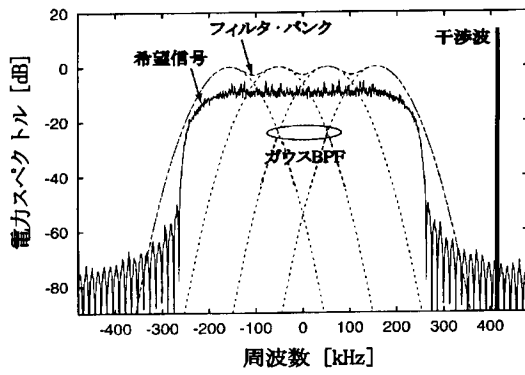
【図 7】



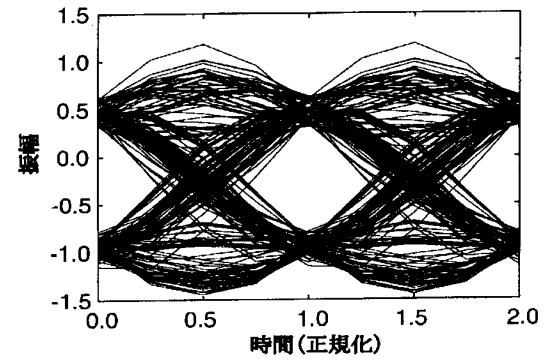
【図 8】



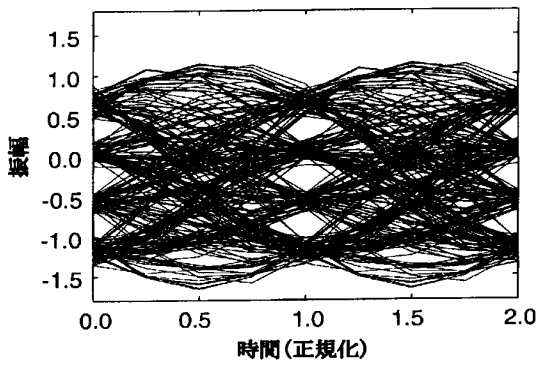
【図 9】



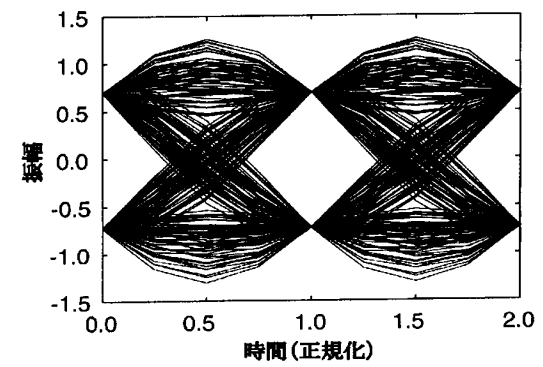
【図 10】



【図 11】

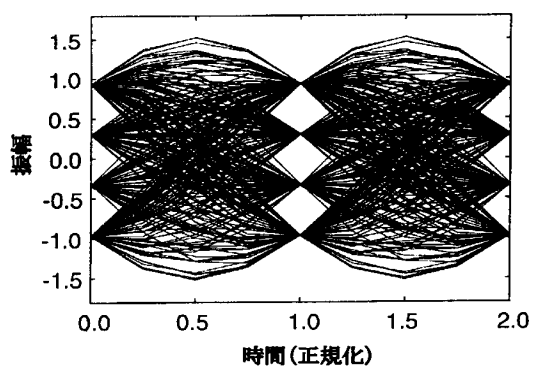


【図 12】

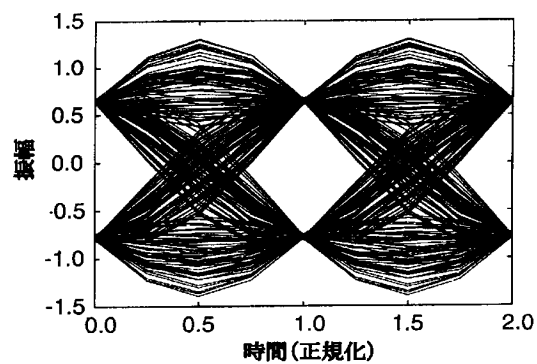




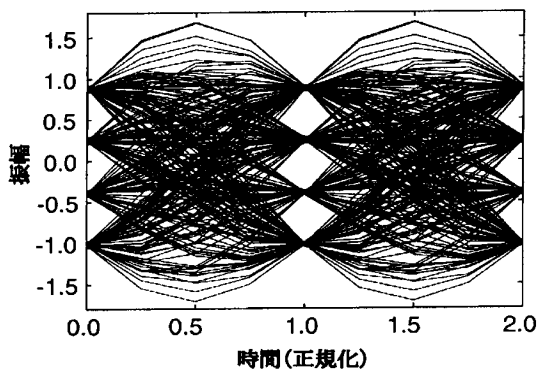
【図 1 3】



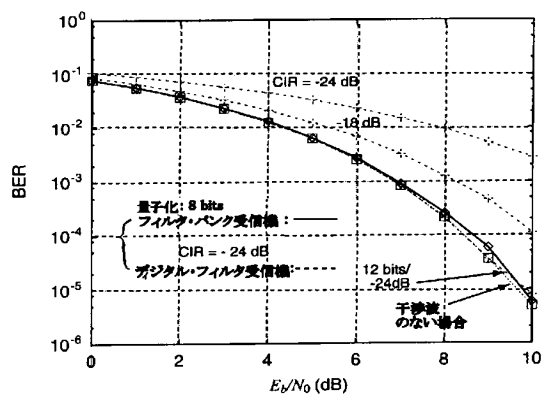
【図 1 4】



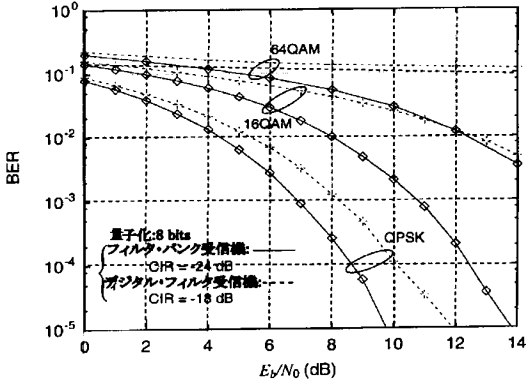
【図 1 5】



【図 1 6】



【図 17】



---

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I テーマコード (参考)  
H O 4 J 15/00 (2006.01) H O 4 J 15/00

(72)発明者 府川 和彦

東京都目黒区大岡山 2-1-2-1 東京工業大学内

Fターム(参考) 5J023 DB05 DC03 DD03 DD07 DD09  
5K020 BB05 BB06 BB08 DD01 EE01 EE05 EE06 EE16 FF00 GG00  
GG01 HH11 KK01  
5K022 FF00  
5K052 AA01 BB02 DD04 EE02 EE04 EE11 EE38 FF01 FF02 FF31  
GG31 GG32 GG34 GG48  
5K062 AA01 AB07 AC01 AD04 AE01 AE03 AE05 AF04 BA01 BC01  
BC02 BC03 BC09 BC11 BE08 BE09